

19) RÉPUBLIQUE FRANÇAISE  
INSTITUT NATIONAL  
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE  
PARIS

11) N° de publication :  
(à n'utiliser que pour les  
commandes de reproduction)

21) N° d'enregistrement national :

51) Int Cl<sup>6</sup> : H 04 J 13/00

D1

81880  
2 721 778

94 07984

12)

# DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22) Date de dépôt : 23.06.94.

30) Priorité :

43) Date de la mise à disposition du public de la  
demande : 29.12.95 Bulletin 95/52.

56) Liste des documents cités dans le rapport de  
recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du  
présent fascicule.*

60) Références à d'autres documents nationaux  
apparentés :

71) Demandeur(s) : FRANCE TELECOM (Etablissement  
Autonome de Droit Public) — FR et TELEDISUSION  
DE FRANCE (Société Anonyme) — FR.

72) Inventeur(s) : Combelles Pierre, Rault Jean-  
Christophe et Castelain Damien.

73) Titulaire(s) :

74) Mandataire : Cabinet Patrice Vidon Vidon Patrice.

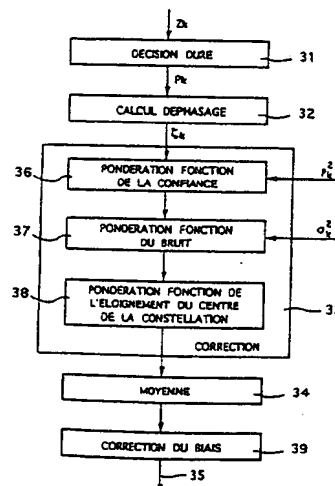
54) Procédé d'estimation d'une erreur de phase résiduelle sur les échantillons d'un signal numérique démodulé,  
et procédé de correction correspondant.

57) L'invention concerne un procédé d'estimation d'une  
erreur de phase résiduelle sur les échantillons ( $Z_k$ ) de don-  
nées d'un signal numérique démodulé, comprenant les éta-  
pes suivantes:

- décision dure (31) de la valeur de chacun desdits  
échantillons, par association à chacun desdits échantillons  
de l'élément de données le plus probable, parmi une  
constellation d'éléments de données formant un alphabet  
de modulation;

- détermination (32) d'un décalage de phase entre cha-  
cun desdits échantillons et son élément de données asso-  
cié,

- estimation (33, 34) d'une information représentative de  
ladite erreur de phase résiduelle, à partir du décalage de  
phase correspondant à au moins deux échantillons.



FR 2 721 778 - A1



This invention relates to a method of evaluating a residual phase error on the data samples ( $Z_k$ ) of a demodulated digital signal, comprising the following steps:

- a hard decision (31) on the value of each of said samples through associating them to the most probable data element among a constellation of data elements forming a modulation alphabet;
- determination (32) of a phase shift between each of said samples and its associated data element;
- evaluation (33, 34) of information which is representative of said residual phase error on the basis of a phase shift corresponding to at least two samples.

Treatment may thus comprise a first sub-step 36 in which [the value] is weighted on the basis of a confidence coefficient  $p_k^2$  delivered by the channel evaluator, as it is desirable to attach greater significance to those values for which the channel is not too much disturbed.

A second weighting sub-step 37 consists of taking the volume of the noise  $\sigma_k^2$  into account, which is delivered by a noise spectrum evaluation module, according to the formula,  $p_k^2 = |H_k|^2 / \sigma_k^2$

Furthermore, as may be readily seen in Figure 2, the symbols of the constellation close to the center are to a lesser degree subject to evaluation error than those located farther away, their dephasing being equal. Therefore, an additional optimization step 38 consists of assigning a greater confidence to the symbols which are close to the center. A simple embodiment of such weighting can consist in taking only the symbols close to the center into account.

To this end, the receiver (Figure 1) comprises an additional module 114 for evaluating residual error 115  $\langle \text{zeta} \rangle$ , which is fed with hard decisions  $Z_k$ . The method used by this module will be described later in conjunction with Figure 3. Preferably, module 114 has a coefficient of confidence 119  $p_k^2$  which is delivered by channel evaluation module 110, and an information  $\sigma_k^2$  on the global noise power into account, which is delivered by a prior art noise evaluation module 121.

In order to limit this problem, channel decoding generally uses "soft-decision" decoding techniques such as the *Viterbi* method. These techniques generally allow one to restore the source data sequence, even if some demodulated values are actually incorrect.

However, in some situations, channel decoding may be disturbed. For instance, this will be the case if too large a number of erroneous values is received as a result of too high a phase noise. Moreover, the higher the error risk due to phase noise, the more complicated and therefore more costly in terms of both material and time the treatments to be used for channel decoding will be.

The object of the invention is to eliminate the disadvantages of the various prior art methods.

More precisely, a primary object of the invention is to provide a method for evaluating a residual phase error in the samples of a digital signal after its demodulation.

Another object of the invention is to provide a method for limiting or even suppressing phase noise induced by local oscillator.

A further object of the invention is to provide such a method allowing limitation of source decoding processes, in particular, to error correction.

These objects, as well as further objects which will appear hereinafter, are satisfied according to the invention by means of a method for evaluating residual phase error in the samples of a demodulated digital signal, comprising the following steps:

- "hard" decision on the value of each of said samples, through association to each of said samples of the most probable data element from a set of data elements forming a "modulation alphabet";
- determination of a phase shift between each of said samples and its associated data element;
- evaluation of representative information of said residual phase error on the basis of a phase shift corresponding to at least two samples (typically 50 samples).

In other words, the invention allows determination of the phase shift undergone by each of the demodulated samples, which is due to slight shifts of the local oscillator (phase noise),

HOFFMANN · EITLE  
PATENT ATTORNEYS · ATTORNEYS at LAW

Translation from French into English

H · E File:            81 880

**Method for Evaluating Residual Phase Error in Samples of a Demodulated Digital Signal, and Corresponding Correction Method**

This invention relates to the field of receipt of digital signals, including, but not limited to signals transmitted by means of a plurality of simultaneously broadcasted carrier frequencies.

In other words, this invention is directed in particular to receivers for signals transmitted via FDM (Frequency Division Multiplex) technology, and for example to COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex) receivers, as they are developed within the framework of the European Eurêka 147 "DAB" (Digital Audio Broadcasting) project.

In the standard fashion, reception of a digital signal essentially consists of demodulating a transmitted signal by means of a local frequency transposition oscillator, and then, recuperating the in-phase and in-quadrature digital values after filtering and sampling them. These digital values are then channel-decoded according to the coding method used when broadcasting the signals. If transmission employs several carrier frequencies, an intermediate operation of recuperation of the symbols allocated to each carrier frequency is effected by selective filtering or by using an appropriate mathematical transformation.

Numerous means for controlling the oscillatory frequency of the local oscillator are already known, in particular, so-called automatic frequency control devices (AFC). An example of an AFC device which can be applied to multi-carrier signals is described in French patent application 93 02 198 by the same applicants.

However, slight frequency variations may appear in the local oscillator, which cannot be eliminated by known AFC techniques. These variations, which are known as phase noise, appear as a slight phase shift on the samples to be decoded.

As will be shown in greater detail below, such phase shift is not taken into account by demodulators. Thus, samples delivered to channel decoders may not correspond to broadcast values, and therefore may disturb channel decoding.

Procédé d'estimation d'une erreur de phase résiduelle sur les échantillons d'un signal numérique démodulé, et procédé de correction correspondant.

5 Le domaine de l'invention est celui de la réception de signaux numériques, et notamment, mais non exclusivement, de signaux transmis à l'aide d'une pluralité de fréquences porteuses émises simultanément.

10 En d'autres termes, l'invention s'applique en particulier aux récepteurs de signaux transmis selon la technique du multiplexage par répartition en fréquence (en anglais : Frequency Division Multiplex (FDM)), et par exemple aux récepteurs du système COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex (multiplexage de fréquences orthogonales codées)), mis en oeuvre notamment dans le cadre du projet européen Eurêka 147 "DAB" (Digital Audio Broadcasting (diffusion audionumérique)).

15 De façon classique, la réception d'un signal numérique consiste essentiellement à démoduler un signal transmis, à l'aide d'un oscillateur local de transposition de fréquence, puis à récupérer après filtrage et échantillonnage des valeurs numériques en phase et en quadrature. On effectue ensuite un décodage canal de ces valeurs numériques, en fonction du procédé de codage utilisé à l'émission. Si la transmission met en oeuvre plusieurs porteuses, une  
20 opération intermédiaire de récupération du symbole affecté à chaque porteuse est réalisée, par filtrage sélectif ou par l'application d'une transformation mathématique adéquate.

25 On connaît de nombreux moyens de contrôle de la fréquence d'oscillation de l'oscillateur local, et notamment les dispositifs de contrôle automatique de fréquence (CAF). Un exemple de CAF, applicable aux signaux multiporteuses est par exemple décrit dans la demande de brevet française FR 93 02198, aux noms des mêmes déposants.

30 Toutefois, de légères variations de fréquences peuvent apparaître dans l'oscillateur local, que ne peuvent combattre les techniques de CAF. Ces variations, appelées bruit de phase, se traduisent entre autres par un léger décalage de phase sur les échantillons à décoder.

Ainsi que cela apparaîtra plus précisément par la suite, ce décalage de phase n'est pas pris en compte par les démodulateurs. Les échantillons fournis aux décodeurs de canal peuvent donc ne pas correspondre aux valeurs émises, et, par conséquent, perturber le décodage de canal.

5 Pour limiter ce problème, le décodage de canal met en général en oeuvre des techniques de décodage à décision douce, telles que la méthode de Viterbi. Ces techniques permettent en général de reconstituer la séquence de données source, même si quelques valeurs démodulées sont fausses.

10 Toutefois, dans certaines situations, le décodage de canal peut se trouver perturbé. C'est par exemple le cas si une série importante de valeurs fausses est reçue, du fait d'un bruit de phase trop élevé. Par ailleurs, plus le risque d'erreur dû au bruit de phase est élevé, plus le décodage de canal doit mettre en oeuvre des traitements complexes, donc coûteux, tant sur le plan du matériel que sur celui du temps de traitement.

15 L'invention a notamment pour objectif de pallier ces différents inconvénients de l'état de la technique.

Plus précisément, un objectif essentiel de l'invention est de fournir un procédé d'estimation de l'erreur de phase sur les échantillons d'un signal numérique, après leur démodulation.

20 Un autre objectif de l'invention est également de fournir un tel procédé, permettant de limiter, voire de supprimer, le bruit de phase induit par l'oscillateur local.

25 Encore un autre objectif de l'invention est de fournir un tel procédé, permettant de limiter les traitements de décodage source, notamment en ce qui concerne la correction des erreurs.

Ces objectifs, ainsi que d'autres qui apparaîtront par la suite, sont atteints selon l'invention à l'aide d'un procédé d'estimation d'une erreur de phase résiduelle sur les échantillons de données d'un signal numérique démodulé, comprenant les étapes suivantes :

- 30 - décision dure de la valeur de chacun desdits échantillons, par association à chacun desdits échantillons de l'élément de données



le plus probable, parmi une constellation d'éléments de données formant un alphabet de modulation ;

- détermination d'un décalage de phase entre chacun desdits échantillons et son élément de données associé ;
- estimation d'une information représentative de ladite erreur de phase résiduelle, à partir du décalage de phase correspondant à au moins deux échantillons (typiquement : 50 échantillons).

En d'autres termes, l'invention permet de déterminer le décalage de phase subi par chaque échantillon démodulé, du fait des légers décalages de l'oscillateur local (bruit de phase), par une analyse "brute" de ces échantillons, avant le décodage proprement dit. Cela permet d'une part de compenser ce bruit de phase (ce que ne permet pas l'estimation de la réponse du canal de transmission), et d'autre part d'agir sur l'oscillateur local.

De façon avantageuse, ladite étape d'estimation comprend une première étape de pondération desdits décalages de phase, en fonction d'un coefficient de confiance associé à chacun desdits échantillons, délivré par un module estimateur de canal (réponse du canal et/ou puissance du bruit).

Ainsi, moins l'échantillon considéré a été perturbé lors de la transmission, plus la confiance accordée à l'estimation est grande. Le coefficient de confiance est par exemple le module au carré de l'estimation du canal utilisée pour la démodulation de l'échantillon.

Préférentiellement, ladite étape d'estimation comprend également une seconde étape de pondération desdits décalages de phase, en fonction d'une information représentative de la puissance de bruit globale, délivré par un module d'évaluation du spectre de bruit.

Cela permet d'augmenter sensiblement la valeur de l'estimation du décalage de phase, lorsque le niveau de bruit est important, de façon à compenser le fait que des erreurs sur les décisions dures induisent des estimations de décalage de phase ayant un signe erroné, et, en conséquence, une valeur absolue de l'erreur de phase résiduelle estimée trop faible.

Selon un mode de réalisation avantageux de l'invention, ladite étape

d'estimation comprend une étape de calcul de l'équation :

$$\zeta^{\text{estim}} = f(\sigma^2) \cdot \frac{\sum_k \rho_k^2 \zeta_k}{\sum_k \rho_k^2}$$

où :  $\zeta^{\text{estim}}$  est ladite information représentative de l'erreur de phase résiduelle ;

5  $\sigma^2$  est la puissance de bruit globale ;

$f$  est une fonction croissante et telle que  $f(0) = 1$  ;

$\zeta_k$  est le décalage déterminé pour la porteuse  $k$  ;

$\rho_k$  est le coefficient de confiance associé à la porteuse  $k$  (correspondant sensiblement au rapport signal/bruit).

10 Préférentiellement, de façon notamment à limiter les calculs dans ladite étape de détermination d'un décalage de phase, ledit décalage de phase est assimilé à sa partie imaginaire, sa partie réelle étant systématiquement fixée égale à 1.

15 On vérifie en effet aisément que seule cette partie imaginaire est réellement significative, la partie réelle exacte étant toujours proche de 1.

De façon avantageuse, ladite étape d'estimation comprend une étape de correction, consistant à sensiblement accentuer ladite erreur de phase résiduelle, l'accentuation étant croissante avec ladite erreur de phase.

20 Cette étape de correction a pour but de compenser les sous-estimations du décalage de phase qui apparaissent lorsque ce décalage est important.

Dans le cas où l'invention s'applique à un signal constitué d'une pluralité de porteuses émises simultanément, ladite estimation prend préférentiellement en compte au moins deux échantillons correspondant à des porteuses différentes.

25 Comme on le verra par la suite, l'invention est particulièrement adaptée aux signaux de ce type, et par exemple aux signaux COFDM.

De façon préférentielle, ladite étape d'estimation comprend une troisième étape de pondération, consistant à accorder une confiance sensiblement inversement proportionnelle à l'éloignement de l'élément de données considéré par rapport au centre de la constellation.

En effet, plus l'élément de données est éloigné du centre, plus la différence de phase qui le sépare de son voisin est faible, ce qui peut conduire, dans les situations les plus défavorables, à de fausses décisions dures, et donc à de fausses estimations du déphasage. En revanche, à proximité du centre de la constellation, ce risque est beaucoup plus limité.

Un mode de pondération simplifié peut consister à ne prendre en compte que des symboles proches du centre de la constellation.

L'estimation de l'erreur résiduelle selon l'invention peut être utilisée de nombreuses manières, à l'intérieur de la chaîne de réception, et en particulier pour au moins une des opérations appartenant au groupe comprenant :

- correction de l'effet de ladite erreur de phase résiduelle sur lesdits échantillons ;
- contrôle d'un oscillateur local de démodulation du signal reçu ;
- correction des signaux démodulés en phase et en quadrature correspondant au signal reçu ;
- contrôle de traitements de décision douce sur la valeur desdits échantillons.

Ainsi, en particulier, l'invention s'applique à un procédé de correction de l'effet d'une erreur de phase résiduelle sur les échantillons de données d'un signal numérique démodulé, comprenant les étapes suivantes :

- obtention d'une information  $\zeta^{\text{estim}}$  représentative de ladite erreur de phase résiduelle, par le procédé d'estimation d'une erreur de phase résiduelle selon le procédé décrit précédemment ; et
- rotation desdits échantillons de  $e^{-j\zeta^{\text{estim}}}$ , délivrant des échantillons corrigés.

Avantageusement, lesdites étapes d'obtention et de rotation sont répétées au moins une fois sur lesdits échantillons corrigés, de façon à optimiser

la correction.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à la lecture de la description suivante de plusieurs modes de réalisation de l'invention, donnés à titre d'exemples illustratifs et non limitatifs, et des dessins annexés dans lesquels :

- la figure 1 est un schéma synoptique simplifié d'un récepteur mettant en oeuvre le procédé de l'invention ;
- la figure 2 illustre les états que peuvent prendre les symboles d'une modulation à 16 états, et l'effet du décalage de phase ;
- la figure 3 présente, sous la forme d'un organigramme simplifié, le procédé d'estimation de l'invention, tel que mis en oeuvre dans la figure 1 ;
- la figure 4 présente un exemple d'une fonction  $f$  de pondération en fonction de la puissance du bruit, mise en oeuvre dans le procédé de la figure 3 ;
- la figure 5 illustre un exemple d'une fonction  $g$  de correction de l'effet des forts déphasages ;
- la figure 6 illustre un procédé de correction d'une erreur de phase résiduelle, mettant en oeuvre le procédé de la figure 3, et mis en oeuvre dans le récepteur de la figure 1.

Comme indiqué précédemment, l'invention s'applique à la détection, notamment en vu de sa correction, d'une erreur de phase résiduelle apparaissant lors de la démodulation d'un signal numérique, que ce signal soit transmis selon une technique monoporteuse ou multiporteuse, quels que soient les types de modulation (par exemple MDP4, MDP8, 16QAM, 64QAM,...) et de démodulation (différentielle ou cohérente) mis en oeuvre.

Le mode de réalisation préférentiel décrit par la suite s'applique au système COFDM. L'homme du métier saura aisément en déduire l'application à d'autres systèmes.

On rappelle rapidement que le système COFDM, décrit en particulier dans le brevet français FR-86 09622 déposé le 2 juillet 1986 et dans le document

"Principes de modulation et de codage canal en radiodiffusion numérique vers les mobiles" (M. Alard et R. Lassalle ; Revue de l'U.E.R, n° 224, août 1987, pp. 168-190), repose notamment sur la combinaison de deux principes essentiels.

5 Le premier principe est la répartition de l'information à transmettre sur un grand nombre de porteuses (par exemple 512 ou 1024, sur une bande de 8 MHz) modulées chacune à un faible débit, afin de réduire l'effet de sélectivité du canal de transmission.

10 Le second principe du système COFDM consiste à corréler par un procédé de codage des éléments d'information consécutifs et à les transmettre en des points distants du domaine temps-fréquence (technique de l'entrelacement en temps et en fréquence). L'éloignement de ces points est choisi de façon à assurer l'indépendance statistique des perturbations qu'ils risquent de subir lors de la transmission.

15 Le codage employé est par exemple de type convolutif. Il est avantageusement associé à un décodage mettant en oeuvre un algorithme de Viterbi en décision douce.

20 Plus précisément, le codeur convolutif délivre des valeurs complexes  $C_k$  appartenant à un alphabet de modulation. Le choix de l'alphabet spécifie le type de modulation utilisé. Par exemple, pour une modulation à 4 états de phase (MDP4), l'alphabet utilisé est  $\{1 + i, 1 - i, -1 + i, -1 - i\}$ . De nombreux autres types de modulation peuvent être utilisés, tels que les modulations MDP8, 16QAM, 64QAM ou les modulations par codage en treillis selon la méthode d'Ungerboeck.

25 Chaque porteuse de chaque symbole est modulée par l'une de ces valeurs complexes  $C_k$ ,  $k$  représentant l'indice de la porteuse.

30 On sait que le canal de transmission induit des distorsions, qui correspondent à une multiplication de chaque valeur  $C_k$  par un complexe  $H_k$ , représentant la réponse du canal pour la  $k^{\text{ème}}$  porteuse. Par ailleurs, il apparaît toujours du bruit lors de la transmission, qui s'ajoute au signal transmis. Si l'on désigne par  $N_k$  le bruit affectant la porteuse  $k$ , la valeur complexe modulant cette porteuse à la réception peut s'écrire :

$$Y_k = H_k \cdot C_k + N_k$$

Plusieurs méthodes d'estimation de  $H_k$  sont connues, qui délivrent une valeur estimée  $H_{k\text{est}}$ . Par exemple, dans le cas de la démodulation différentielle, on détermine au rang  $j$  (où  $j$  représente la dimension temporelle) un estimateur simplifié du canal déduit du rang  $j-1$  :

$$H_{j,k\text{est}} = Y_{j,k} / C_{j,k}$$

$N_k$  est une variable gaussienne aléatoire, dont la variance  $\sigma_k$  (la puissance de bruit) peut varier d'une porteuse à l'autre, du fait des interférences. Cette variance est déterminée de façon connue, par un module d'estimation du bruit.

Ainsi, le décodeur de canal est alimenté par des métriques déterminées à partir des échantillons corrigés  $Z_k$  suivants :

$$Z_k = Y_k / H_{k\text{est}}$$

avec une confiance associée correspondant sensiblement à :

$$\rho_k^2 = \frac{\|H_k\|^2}{\sigma_k^2}$$

La figure 1 est un schéma synoptique simplifié d'un récepteur mettant en oeuvre le procédé de l'invention.

Le signal reçu 11 est tout d'abord transposé en bande de base, par le multiplieur 12 contrôlé par l'oscillateur local 13, qui délivre la fréquence de transposition  $f_0$ . Puis le signal transposé est filtré par un filtre passe-bas 14, et converti en un signal numérique par un échantillonneur 15. Ensuite, un module 16 de génération des composantes en phase et en quadrature délivre les voies 17<sub>I</sub> et 17<sub>Q</sub>.

Dans le cas du COFDM, les voies I et Q sont soumises à une transformation F.F.T. 18, qui délivre les échantillons 19 correspondant à chaque porteuse  $Y_k$ . Un module 110 d'estimation de la réponse du canal fournit l'estimation 111 du canal,  $H_{k\text{est}}$ , qui divise (112) les échantillons 19, pour

délivrer les décisions brutes 113 sur la valeur complexe de l'échantillon reçu, soit sensiblement  $Z_k = C_k + N_k/H_k^{\text{est}}$ .

Les éléments décrits jusqu'ici sont classiques d'une chaîne de démodulation COFDM. Ensuite, selon les techniques connues, les échantillons  
5 bruités 113 sont directement soumises à un module 125 de décodage de canal.

Pourtant, ces échantillons peuvent être perturbées par un décalage de phase résiduel, ainsi que cela est illustré par la figure 2.

Cette figure 2 illustre les 16 états  $21_1$  à  $21_{16}$  que peuvent prendre les symboles d'une modulation à 16 états (16QAM par exemple) dans l'espace des  
10 complexes défini par les deux axes  $22_I$  et  $22_Q$ .

Dans la pratique, les symboles reçus ne correspondent pas toujours exactement à ces symboles originaux  $21_1$  à  $21_{16}$ . En effet, de légères variations de fréquence de l'oscillateur local 13, appelées bruit de phase, peuvent  
15 provoquer une rotation d'un angle de déphasage  $\zeta$  pour toutes les porteuses, qui n'est pas corrigée par l'estimation du canal  $H_k^{\text{est}}$ .

Dans ce cas les échantillons reçus bruités  $Z_k$   $23_1$  à  $23_{16}$  (représentés par des nuages de façon à symboliser le bruit) subissent une rotation de  $\zeta$ , ou, en d'autres termes, sont multipliés par  $e^{j\zeta}$ .

On constate aisément sur cette figure 2 qu'une telle situation peut  
20 conduire à des erreurs de démodulation. Ainsi, par exemple, l'élément 24, appartenant au nuage  $23_2$ , correspond au symbole  $21_1$ . Pourtant, il est plus proche du symbole original  $21_1$ , auquel il sera assimilé dans le cas des méthodes classiques. La sensibilité au phénomène augmente avec la taille de l'alphabet.

L'invention permet d'éviter de telles erreurs de décodage.

Pour cela, le récepteur (figure 1) comprend un module supplémentaire  
25 114 d'estimation de l'erreur résiduelle 115  $\zeta$ , alimenté par les décisions dures  $Z_k$ . Le procédé mis en oeuvre par ce module est décrit par la suite, en relation avec la figure 3. Avantagusement, ce module 114 tient compte d'un coefficient de confiance 119  $p_k^2$ , délivré par le module 110 d'estimation du canal, et d'une  
30 information  $\sigma_k^2$  de puissance globale de bruit délivré par un module classique 121 d'estimation du bruit.

L'erreur résiduelle  $\zeta$  115 peut être utilisée de plusieurs façons, simultanément ou non.

Notamment, il est possible de corriger l'erreur résiduelle sur les échantillons bruts 113, en les multipliant (122) par  $e^{-j\zeta}$  123, après les avoir soumis à un retard 124 compensant le temps de calcul du module 114. Il s'agit d'une caractéristique essentielle de l'invention.

Ainsi, le décodage de canal 125 est effectué sur des échantillons 126 non soumis, ou faiblement, à l'erreur de phase résiduelle. Comme on le verra par la suite, le traitement peut être réitéré, pour limiter encore l'effet de cette erreur de phase résiduelle.

Avantageusement, le décodage canal 125 tient compte du rapport 126  $\sigma_k^2 / \rho_k^2$

Par ailleurs, l'erreur résiduelle peut servir à agir sur la démodulation des symboles suivants, après un filtrage passe-bas 116. Cela peut être fait selon deux manières alternatives :

- en agissant directement (117) sur l'oscillateur local 13 de façon à corriger le décalage de phase ; ou
- en multipliant (118) les voies en quadrature  $17_I$  et  $17_Q$  par  $d\phi$ .

La figure 3 présente, sous la forme d'un organigramme simplifié, le procédé d'estimation de l'invention, tel que mis en oeuvre dans le module 114.

Ce procédé comprend tout d'abord une étape 31 de décision dure, consistant à associer à l'échantillon  $Z_k$  la valeur  $P_k$  la plus probable de l'alphabet de modulation utilisé, c'est-à-dire, en référence à la figure 2, la valeur  $21_i$  la plus proche.

Ensuite, on détermine (32) le décalage de phase  $\zeta_k$  entre l'échantillon  $Z_k$  et la valeur associée  $P_k$ , à savoir :

$$\zeta = \frac{Z_k P_k^*}{\|P_k\|^2}$$



Pour simplifier les calculs, le décalage de phase peut être limité à sa partie imaginaire, ce qui revient à déterminer :

$$\zeta_k = \frac{\text{Re}(P_k) \cdot \text{Im}(Z_k) - \text{Re}(Z_k) \cdot \text{Im}(P_k)}{\|P_k\|^2}$$

Après une étape 33 facultative d'optimisation et de correction, détaillée par la suite, on réalise (34) une moyenne sur plusieurs décalages de phase correspondant à des porteuses distinctes d'un même symbole (cas d'un signal multiporteuse) et/ou à plusieurs symboles successifs dans le temps, pour obtenir l'information 35 représentative de l'erreur résiduelle.

L'étape 33 de correction peut comprendre quatre sous-étapes, qui peuvent être mis en oeuvre ou non indépendamment en fonction des besoins, du type du signal, du niveau de perturbation du canal, de l'application (réception dans les mobiles par exemple), etc...

Le traitement peut donc comprendre une première sous-étape 36 de pondération en fonction d'un coefficient de confiance  $p_k^2$  délivré par l'estimateur de canal. En effet, il est souhaitable d'attacher une plus grande importance aux valeurs pour lesquels le canal n'est pas trop perturbé.

Une seconde sous-étape 37 de pondération consiste à tenir compte de la puissance du bruit  $\sigma_k^2$ , fournie par un module d'estimation du spectre de bruit. Cette pondération consiste à pondérer par  $p_k^2 = |H_k|^2 / \sigma_k^2$

Par ailleurs, ainsi qu'on le constate aisément sur la figure 2, les symboles proches du centre de la constellation sont moins sujet à une erreur de décision que les symboles éloignés, à déphasage égal. En conséquence, une étape d'optimisation 38 complémentaire consiste à accorder une confiance supérieure à ces symboles proches du centre. Un mode de réalisation simple de cette pondération peut être de ne prendre en compte que les symboles proche du centre.

Enfin, de même que le bruit, les forts déphasages introduisent des erreurs

dans les décisions dures et donc des sous-estimations du déphasage. Cela peut être compensé, après moyennage 34, par une étape 39 de correction de biais. Cette étape 39 peut par exemple consister à associer au décalage  $\zeta$  la valeur  $g(\zeta)$ , la fonction  $g$  augmentant les décalages élevés (en valeur absolue).

La figure 5 illustre une telle fonction  $g$ , dans le cas d'une modulation 64QAM. On constate qu'un déphasage calculé de  $5^\circ$  se voit associé à la valeur  $7,5^\circ$ .

On peut également tenir compte du bruit global  $\sigma^2$ , en multipliant le décalage de phase calculé par une fonction  $f$  croissante et telle que  $f(0) = 1$ . La figure 4 présente un exemple d'une telle fonction, variant linéairement de 1 à 1,5 quand  $\sigma_k^2$  varie de 0 à  $\sigma_k^2 \text{ max}$ .

Cela a pour effet d'augmenter la valeur de  $\zeta_k$  quand le bruit est important, et donc de compenser le fait que des erreurs sur les décisions dures (dues au bruit) entraîne l'apparition de décalages estimés ayant un signe opposé au décalage réel, et donc une réduction de la valeur moyenne.

Dans la pratique, on peut donc calculer directement la valeur suivante :

$$\zeta = g(\sigma^2) \cdot \frac{\sum_k \rho_k^2 \zeta_k}{\sum_k \rho_k^2}$$

Comme indiqué précédemment, l'invention permet de corriger le décalage de phase calculé selon cette méthode. Un tel procédé de correction est illustré en figure 6.

On calcule (61) tout d'abord l'erreur de phase résiduelle  $\zeta$ , selon le procédé de la figure 3, puis on effectue une rotation de correction 62 correspondante aux décisions dures. Cela revient à multiplier les valeurs  $Z_k$  par  $e^{-j\zeta}$ . Avantagusement, ce traitement peut être réitéré (63) au moins une fois.  $\zeta$  étant plus petit la seconde fois, il apparaît moins d'erreurs sur les décisions dures. En conséquence, l'estimation sera meilleure.

Dans ce cas, les étapes de correction peuvent être adaptées à chaque itération. En particulier, lors d'une seconde passe, il sera préférable de prendre en compte toutes les porteuses (suppression de l'étape 38) de façon à limiter l'effet du bruit.

# REVENDEICATIONS

1. Procédé d'estimation d'une erreur de phase résiduelle sur les échantillons ( $Z_k$ ) de données d'un signal numérique démodulé, caractérisé en ce qu'il comprend les étapes suivantes :

- décision dure (31) de la valeur de chacun desdits échantillons, par association à chacun desdits échantillons de l'élément de données le plus probable, parmi une constellation d'éléments de données formant un alphabet de modulation ;
- détermination (32) d'un décalage de phase entre chacun desdits échantillons et son élément de données associé ;
- estimation (33, 34) d'une information représentative de ladite erreur de phase résiduelle, à partir du décalage de phase correspondant à au moins deux échantillons.

2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite étape d'estimation (33) comprend une première étape de pondération (36) desdits décalages de phase, en fonction d'un coefficient de confiance associé à chacun desdits échantillons, délivré par un module estimateur de canal.

3. Procédé selon la revendication 2, caractérisé en ce que ladite étape d'estimation (33) comprend une étape de calcul de l'équation :

$$\zeta^{\text{estim}} = f(\sigma^2) \cdot \frac{\sum_k \rho_k^2 \cdot \zeta_k}{\sum_k \rho_k^2}$$

où :  $\zeta^{\text{estim}}$  est ladite information représentative de l'erreur de phase résiduelle ;

$\sigma^2$  est la puissance de bruit globale ;

$f$  est une fonction croissante et telle que  $f(0) = 1$  ;

$\zeta_k$  est le décalage déterminé pour la porteuse  $k$  ;

$\rho_k$  est le coefficient de confiance associé à la porteuse  $k$ .

4. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que, dans ladite étape de détermination (32) d'un décalage de phase, ledit décalage de phase est assimilé à sa partie imaginaire, sa partie réelle étant systématiquement fixée égale à 1.

5. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 4, caractérisé en ce que ladite étape d'estimation (33) comprend une étape de correction (37), consistant à sensiblement accentuer ladite erreur de phase résiduelle, l'accentuation étant croissante avec ladite erreur de phase.

6. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, caractérisé en ce qu'il est mis en oeuvre sur un signal constitué d'une pluralité de porteuses émises simultanément, et en ce que ladite estimation prend en compte au moins deux échantillons correspondant à des porteuses différentes.

7. Procédé selon la revendication 6, caractérisé en ce que ladite étape d'estimation (33) comprend une troisième étape de pondération (38), consistant à accorder une confiance sensiblement inversement proportionnelle à l'éloignement de l'élément de données considéré par rapport au centre de la constellation.

8. Application du procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 7 à au moins une des opérations appartenant au groupe comprenant :

- correction de l'effet de ladite erreur de phase résiduelle sur lesdits échantillons ;
- contrôle d'un oscillateur local de démodulation du signal reçu ;
- correction des signaux démodulés en phase et en quadrature correspondant au signal reçu ;
- contrôle de traitements de décision douce sur la valeur desdits échantillons.

9. Procédé de correction de l'effet d'une erreur de phase résiduelle sur les échantillons de données d'un signal numérique démodulé, caractérisé en ce qu'il comprend les étapes suivantes :

- obtention (61) d'une information  $\zeta^{\text{estim}}$  représentative de ladite erreur de phase résiduelle, par le procédé d'estimation d'une

erreur de phase résiduelle selon l'une quelconque des revendications 1 à 7 ;

- rotation (62) desdits échantillons de  $e^{-j\hat{\phi}_{estim}}$ , délivrant des échantillons corrigés.

- 5      **10.** Procédé selon la revendication 9, caractérisé en ce que lesdites étapes d'obtention (61) et de rotation (62) sont répétées (63) au moins une fois sur lesdits échantillons corrigés.

1/4

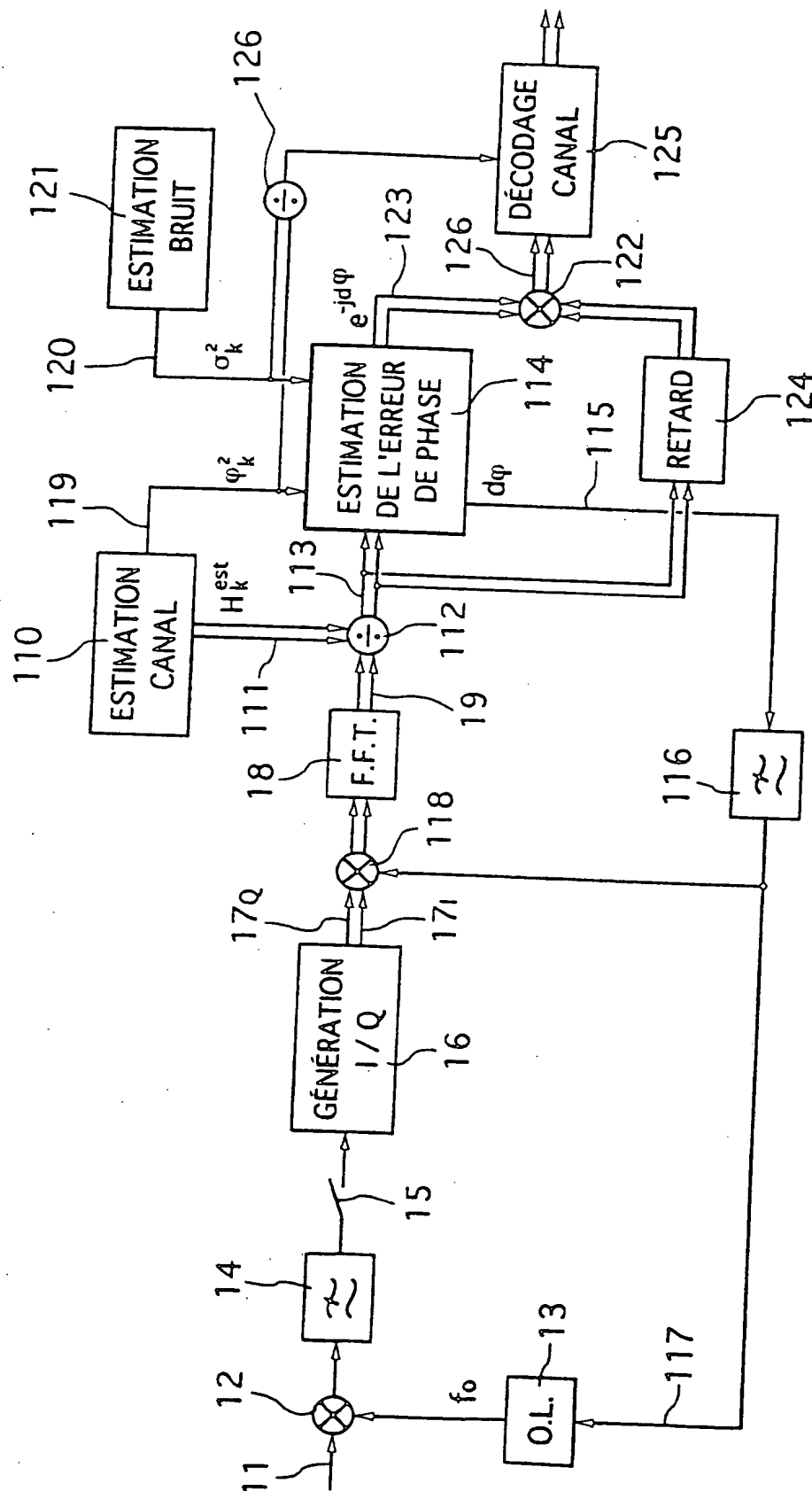
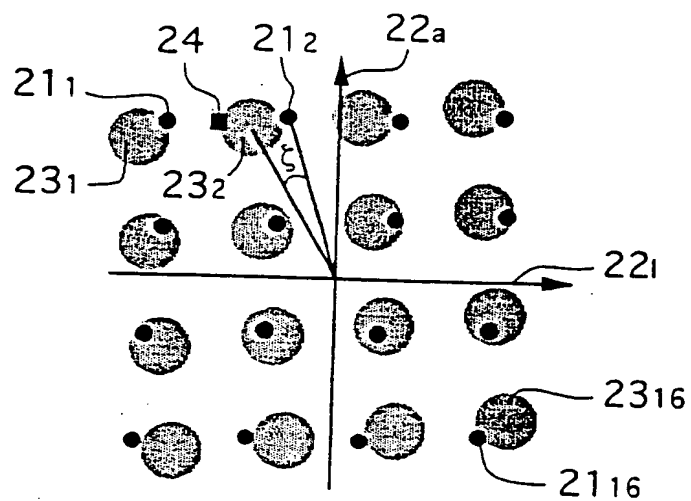
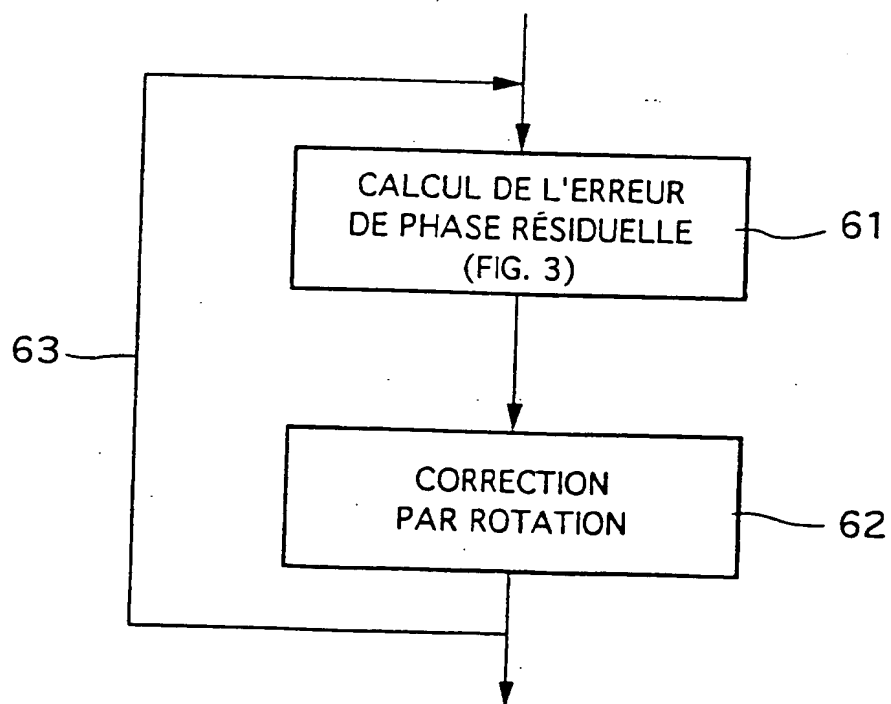


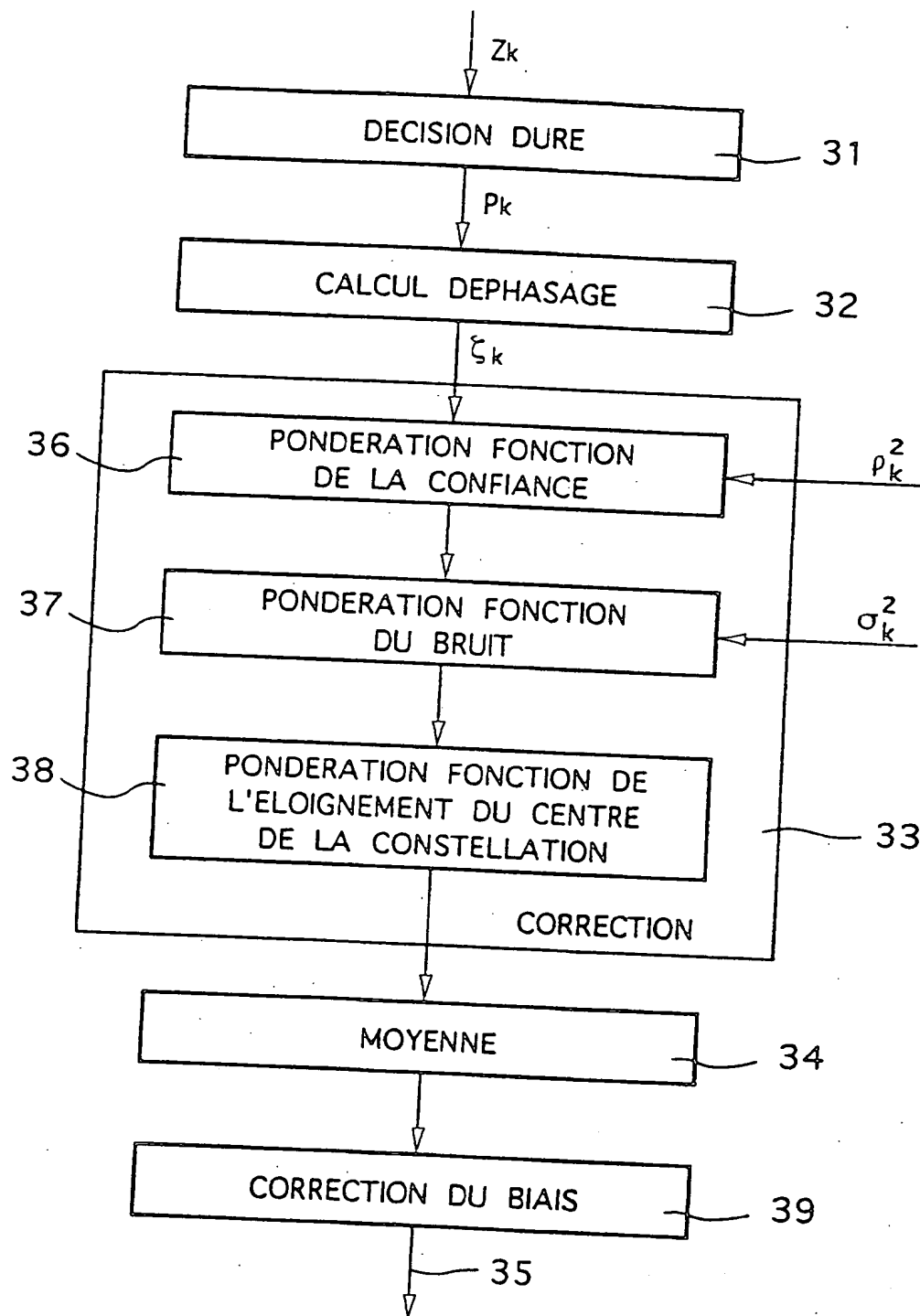
Fig. 1

2/4

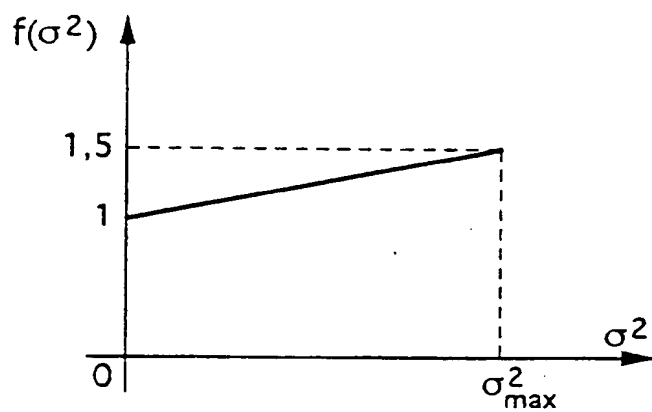
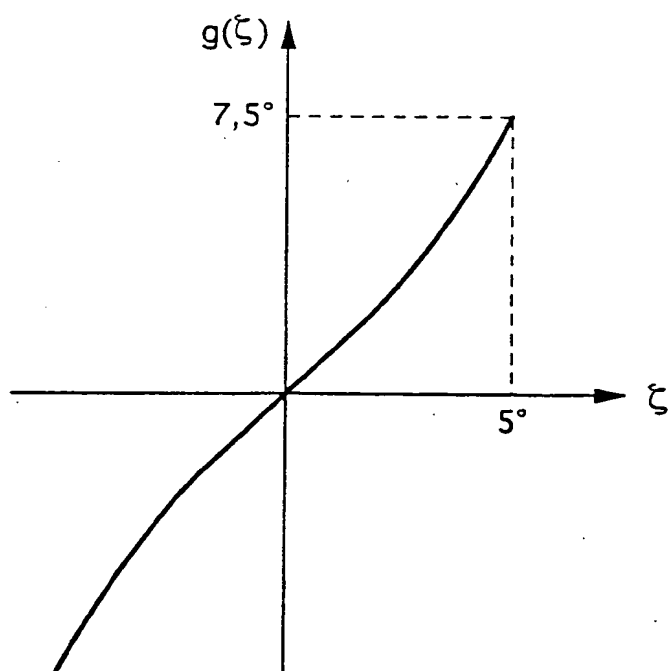
Fig. 2Fig. 6



3/4

Fig. 3

4/4

Fig. 4Fig. 5

REPUBLIQUE FRANÇAISE

INSTITUT NATIONAL  
de la  
PROPRIETE INDUSTRIELLE

RAPPORT DE RECHERCHE  
PRELIMINAIRE  
établi sur la base des dernières revendications  
déposées avant le commencement de la recherche

2721778

N° d'enregistrement  
national

FA 501460  
FR 9407984

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
A	EP-A-0 366 160 (HEWLETT - PACKARD) * figures 2,10,11 * * page 8, ligne 41 - ligne 51 *	1,3,7
A	EP-A-0 309 038 (L.E.P.) * abrégé; figure 1 * * colonne 4, ligne 43 - ligne 55 *	1,3,7
A	EP-A-0 252 500 (NEC) * figures 1,3 * * page 5, ligne 30 - ligne 51 *	1,3,7
A	EP-A-0 497 433 (NEC) * abrégé *	1,3
A	IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS 1993, 23 Mai 1993, GENEVA, CH pages 766 - 771 DAFFARA & CHOULY 'Maximum likelihood frequency detectors for orthogonal multicarrier systems' * abrégé; figures 1,3,5,9 *	1
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.CL.6)
		H04L
Date d'achèvement de la recherche		Examineur
17 Mars 1995		Scriven, P
CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES		
X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant		

1

EPO FORM 150 03.82 (P04C13)

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**